

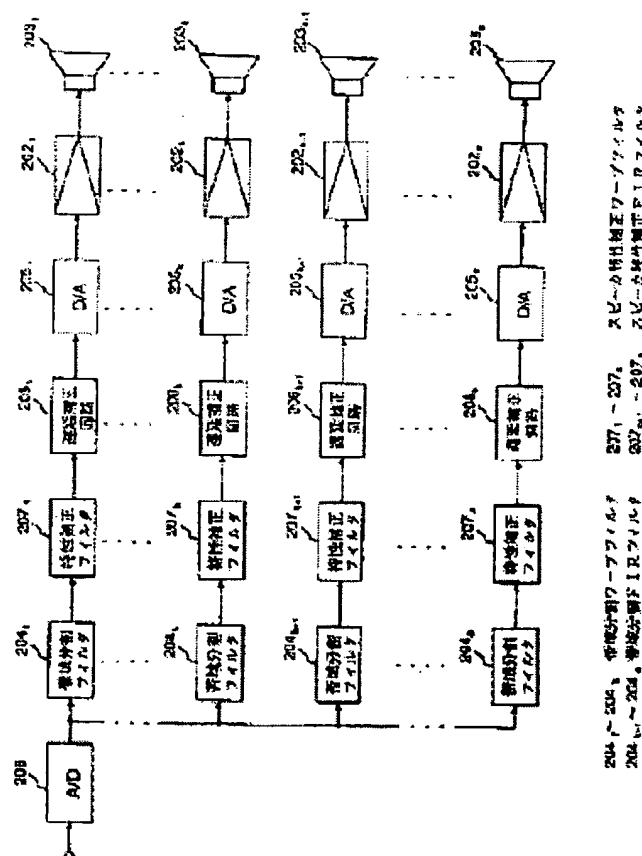
## AUDIO PROCESSOR

**Patent number:** JP2001326991  
**Publication date:** 2001-11-22  
**Inventor:** FUJINAMI YOSHIHISA  
**Applicant:** VICTOR COMPANY OF JAPAN  
**Classification:**  
 - international: H04R3/12; H03H17/02; H04S3/00  
 - european:  
**Application number:** JP20000145846 20000518  
**Priority number(s):** JP20000145846 20000518

Report a data error here

### Abstract of JP2001326991

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To reduce memory capacity and the number of times of calculation of a circuit for processing a low frequency region, in order to amplify sound by a plurality of amplifiers provided for every individual frequency band to output the sound to a plurality of speakers. **SOLUTION:** Both band separating filters 2041-204k at a side of the low frequency region and speaker property correction filters 2071-207k are composed of warp filters, and both band separating filters 204k+1-204n at a side of the high frequency region and speaker property correction filters 207k+1-207n are composed of FIR filters.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2001-326991  
(P2001-326991A)

(43) 公開日 平成13年11月22日 (2001. 11. 22)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 4 R 3/12		H 0 4 R 3/12	Z 5 D 0 2 0
H 0 3 H 17/02	6 0 1	H 0 3 H 17/02	6 0 1 K
	6 1 5		6 1 5 Z
H 0 4 S 3/00		H 0 4 S 3/00	Z

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2000-145846 (P2000-145846)

(22) 出願日 平成12年5月18日 (2000. 5. 18)

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72) 発明者 藤浪 喜久

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

(74) 代理人 100093067

弁理士 二瓶 正敬

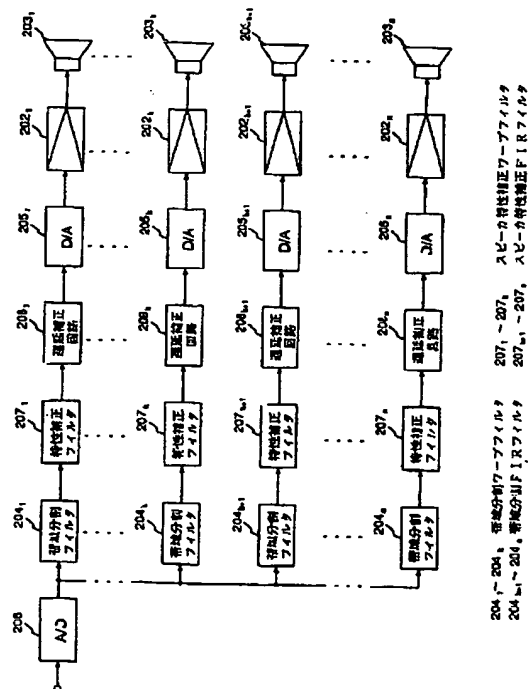
Fターム(参考) 5D020 AD02

(54) 【発明の名称】 音声処理装置

(57) 【要約】

【課題】 個々の周波数帯域毎に設けられた複数のアンプにより増幅して複数のスピーカに出力するために低域を処理する回路のメモリ容量と演算回数を低減する。

【解決手段】 低域側の帯域分割フィルタ204<sub>1</sub>~204<sub>k</sub>及びスピーカ特性補正フィルタ207<sub>1</sub>~207<sub>k</sub>は共にワープフィルタにより構成され、高域側の帯域分割フィルタ204<sub>k+1</sub>~204<sub>n</sub>及びスピーカ特性補正フィルタ207<sub>k+1</sub>~207<sub>n</sub>は共にFIRフィルタにより構成されている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 オーディオ入力信号の低域側を1以上の周波数帯域にそれぞれ分割する1以上のワープフィルタと、  
前記オーディオ入力信号の高域側を1以上の周波数帯域にそれぞれ分割する1以上のFIRフィルタとを、  
備えた音声処理装置。

【請求項2】 複数の周波数帯域に分割されたオーディオ信号の内、低域側の特性をスピーカの特性に応じて帯域毎にそれぞれ補正する1以上のワープフィルタと、  
複数の周波数帯域に分割された前記オーディオ信号の内、高域側の帯域の特性をスピーカの特性に応じて帯域毎にそれぞれ補正する1以上のFIRフィルタとを、  
備えた音声処理装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、個々の周波数帯域毎に設けられた複数のアンプにより増幅して複数のスピーカに出力するためにオーディオ入力信号を複数の周波数帯域に分割する音声処理装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】オーディオ入力信号を複数の周波数帯域に分割して個々の周波数帯域毎に専用のスピーカをそれぞれ各専用アンプにより駆動するマルチチャンネルスピーカシステムでは、複数の周波数帯域に分割するためのフィルタとしてアナログフィルタの代わりにデジタルフィルタを用いることにより、直線位相で周波数振幅特性が平坦なスピーカ応答を実現することができる。

【0003】図18は従来例として、特開平3-143195号公報に示されたマルチアンプ方式スピーカシステムを示すブロック図である。図18において、アナログのオーディオ入力信号が $n$ 個のA/D変換器 $6_1 \sim 6_n$ により各デジタル信号に変換され、次いでA/D変換器 $6_1 \sim 6_n$ により変換された各デジタル信号がそれぞれ帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ により個々の周波数帯域に帯域制限され、これにより $n$ 個の周波数帯域に分割される。帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ は共にFIRフィルタにより構成されている。次いで帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ の各出力信号がそれぞれ逆フィルタ $7_1 \sim 7_n$ に印加されて、各帯域毎に駆動されるスピーカユニット $3_1 \sim 3_n$ の振幅位相特性をキャンセルしてスピーカユニット $3_1 \sim 3_n$ の振幅特性を平坦かつ位相特性を直線にするための周波数特性が付加される。逆フィルタ $7_1 \sim 7_n$ は帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ と同様にFIRフィルタにより構成されている。

【0004】次いで逆フィルタ $7_1 \sim 7_n$ の各出力信号がそれぞれ遅延補正回路 $8_1 \sim 8_n$ に印加されて、帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ と逆フィルタ $7_1 \sim 7_n$ において生じた時間差を吸収するように遅延される。次いで遅延補正回路 $8_1 \sim 8_n$ の各出力信号がそれぞれD/A変換器 $5_1 \sim 5_n$ によりアナログ信号に変換され、次いでD/A変換器 $5_1$

$\sim 5_n$ により変換されたアナログ信号がそれぞれ増幅器 $2_1 \sim 2_n$ により増幅されてスピーカユニット $3_1 \sim 3_n$ に印加される。この方式では、帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ と逆フィルタ $7_1 \sim 7_n$ がFIRフィルタにより構成されるので、高精度で各周波数帯域の振幅特性を平坦にかつ位相特性を直線にすることができる。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の方式では、帯域分割回路 $4_1 \sim 4_n$ と逆フィルタ $7_1 \sim 7_n$ がFIRフィルタにより構成されるので、多くの積和演算と遅延メモリを必要とするという問題点がある。図3はFIRフィルタをデジタル信号処理器(DSP)により実現する場合の構成を示している。図3において、入力信号 $S11$ が遅延メモリ( $z^{-1}$ ) $11_1 \sim 11_{k-1}$ により1サンプル毎に遅延されて各サンプルが記憶され、入力信号 $S11$ と遅延メモリ $11_1 \sim 11_{k-1}$ に記憶された各サンプルがそれぞれ係数乗算器 $12_0 \sim 12_{k-1}$ により、DSPに記憶されている各係数と乗算される。次いで各乗算結果が加算器 $13$ により加算され、この加算結果 $S13$ がFIRフィルタの出力となる。積和演算の回数はFIRフィルタのタップ長と呼ばれ、図3では $k$ タップである。

【0006】ここで、比較的的低域成分をフィルタ処理するためには長い信号を記憶する必要があるため、そのためフィルタ係数長も積和演算回数も多くなる。このため、聴覚のように広い周波数範囲を扱う処理には不利となる。可聴周波数帯域の下限が20Hzであることを考慮して、周波数分解能が20HzとなるFIRフィルタを実現すると、そのタップ長 $k$ は2400となる(サンプリング周波数 $f_s$ を48kHzと仮定)。この処理には105.2MIPSの演算速度を持つDSPが要求され、現在の汎用の1チップのDSPでは実現が困難である。

【0007】この低域における演算負荷を減らす従来例として、例えば特開平7-59186号公報には帯域毎に異なるサンプリング周波数 $f_s$ を用いる方法が提案され、その構成を図19に示す。しかしながら、この方法では、帯域分割された信号のサンプリング周波数 $f_s$ を減らすためのデシメーション処理(図の第1、第3デシメータ)と、特性を補正した信号のサンプリング周波数 $f_s$ を元に戻すための補間処理(図の第1、第3補間器)と、折り返し防止のためのフィルタリング処理(図の第2、第4LPF)が必要になるので、効率が悪いという問題点がある。

【0008】本発明は上記従来例の問題点に鑑み、低域を処理する回路のメモリ容量と演算回数を低減することができる音声処理装置を提供することを目的とする。本発明は特に、帯域分割処理とスピーカ特性補正処理を簡単なハードウェアにより実現することができる音声処理装置を提供することを目的とする。

## 【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は上記目的を達成するために、少ない演算量でも低域において高分解能であるワープフィルタにより低域を帯域分割、スピーカ特性補正するようにしたものである。すなわち本発明によれば、オーディオ入力信号の低域側を1以上の周波数帯域にそれぞれ分割する1以上のワープフィルタと、前記オーディオ入力信号の高域側を1以上の周波数帯域にそれぞれ分割する1以上のFIRフィルタとを、備えた音声処理装置が提供される。

【0010】また本発明によれば、複数の周波数帯域に分割されたオーディオ信号の内、低域側の特性をスピーカの特性に応じて帯域毎にそれぞれ補正する1以上のワープフィルタと、複数の周波数帯域に分割された前記オーディオ信号の内、高域側の帯域の特性をスピーカの特性に応じて帯域毎にそれぞれ補正する1以上のFIRフィルタとを、備えた音声処理装置が提供される。

## 【0011】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態について説明する。図1は本発明に係る音声処理装置の第1の実施形態を示すブロック図である。

【0012】図1において、アナログのオーディオ入力信号がA/D変換器206によりデジタル信号に変換され、次いでA/D変換器206により変換されたデジタル信号がそれぞれ帯域分割フィルタ204<sub>1</sub>～204<sub>k</sub> 204<sub>k+1</sub>～204<sub>n</sub>により個々の周波数帯域に帯域制限されてn個の周波数帯域に分割される。次いで帯域分割フィルタ204<sub>1</sub>～204<sub>k</sub> 204<sub>k+1</sub>～204<sub>n</sub>の各出力信号がそれぞれスピーカ特性補正フィルタ207<sub>1</sub>～207<sub>k</sub> 207<sub>k+1</sub>～207<sub>n</sub>に印加されて、各帯域毎に駆動されるスピーカユニット203<sub>1</sub>～203<sub>k</sub> 203<sub>k+1</sub>～203<sub>n</sub>の振幅位相特性をキャンセルしてスピーカユニット203<sub>1</sub>～203<sub>k</sub> 203<sub>k+1</sub>～203<sub>n</sub>の振幅特性を平坦かつ位相特性を直線にするための周波数特性が付加される。

【0013】低域側の帯域分割フィルタ204<sub>1</sub>～204<sub>k</sub>及びスピーカ特性補正フィルタ207<sub>1</sub>～207<sub>k</sub>は共に、図2に詳しく示すようなワープフィルタにより構成され、高域側の帯域分割フィルタ204<sub>k+1</sub>～204<sub>n</sub>及びスピーカ特性補正フィルタ207<sub>k+1</sub>～207<sub>n</sub>は共に、図3に詳しく示すようなFIRフィルタにより構成されている。なお、最も低域側の帯域分割フィルタ204<sub>1</sub>は低域通過フィルタ(LPF)でもよく、また、最も高域側の帯域分割フィルタ204<sub>n</sub>は高域通過フィルタ(HPF)でもよい。

【0014】スピーカ特性補正フィルタ207<sub>1</sub>～207<sub>k</sub> 207<sub>k+1</sub>～207<sub>n</sub>の各出力信号はそれぞれ遅延補正回路208<sub>1</sub>～208<sub>k</sub> 208<sub>k+1</sub>～208<sub>n</sub>に印加されて、帯域分割フィルタ204<sub>1</sub>～204<sub>k</sub> 204<sub>k+1</sub>～204<sub>n</sub>とスピーカ特性補正フィルタ207<sub>1</sub>～207<sub>k</sub>

207<sub>k+1</sub>～207<sub>n</sub>において生じた時間差を吸収するように遅延される。次いで遅延補正回路208<sub>1</sub>～208<sub>k</sub> 208<sub>k+1</sub>～208<sub>n</sub>の各出力信号がそれぞれD/A変換器205<sub>1</sub>～205<sub>k</sub> 205<sub>k+1</sub>～205<sub>n</sub>によりアナログ信号に変換され、次いでD/A変換器205<sub>1</sub>～205<sub>k</sub> 205<sub>k+1</sub>～205<sub>n</sub>により変換されたアナログ信号がそれぞれ増幅器202<sub>1</sub>～202<sub>k</sub> 202<sub>k+1</sub>～202<sub>n</sub>により増幅されてスピーカユニット203<sub>1</sub>～203<sub>k</sub> 203<sub>k+1</sub>～203<sub>n</sub>に印加される。

【0015】ここで、一般的には、FIRフィルタは全ての周波数にわたって均一な周波数分解能特性を有するが、本発明のようにオーディオ信号の処理を帯域別に行う場合には周波数分解能が全帯域にわたって均一である必要はなく、帯域制限を行うとき、あるいは帯域制限した後は、制限された各帯域内の信号をその帯域にとって聴覚的見地から最適な周波数分解能で処理できればよい。すなわち、帯域内の周波数分解能は細かく、それ以外の帯域(高域)では周波数分解能は粗くても目的を十分達成することができ、ワープフィルタは低域においてこの目的を満足する。ワープフィルタの動作原理については、Matti Karjalainen らによる"Comparison of Loudspeaker Equalization Methods Based on DSP Techniques", J. Audio Eng. Soc., Vol. 47, No. 1/2, (1999 Jan./Feb.) pp. 14-31と題する論文に詳しいが、ここではその基本動作を簡単に説明する。

【0016】図2を参照してワープフィルタの構成を説明する。入力信号S15はオールパスフィルタにより構成される遅延素子(D<sub>1</sub>)15<sub>1</sub>～15<sub>1-1</sub>により遅延され、入力信号S15と遅延素子15<sub>1</sub>～15<sub>1-1</sub>により遅延された信号がそれぞれ係数乗算器16<sub>0</sub>～16<sub>1-1</sub>により各係数と乗算される。次いで各乗算結果が加算器17により加算され、この加算結果S17がワープフィルタの出力となる。

【0017】ここで、遅延素子は、図3に示すFIRフィルタでは単純に1サンプルを遅延するように構成されるが、ワープフィルタではオールパスフィルタにより構成されるのが特徴である。オールパスフィルタは周波数振幅特性を保ったまま位相特性を変えることができるフィルタであり、例として一次オールパスフィルタの構成を図4に示す。また、この伝達関数D<sub>1</sub>(z)は次式(1)で表すことができる。

【0018】

【数1】

$$D_1(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}} \quad (-1 < \lambda < 1) \quad (1)$$

【0019】式(1)において、λはワーピングパラメータと呼ばれ、周波数帯域における分解能を決定するパラメータとなる。式(1)からオールパスフィルタの周波数特性を計算すると、振幅特性は常に1である一方、群遅延特性は図5に示すように周波数に依存する。ま

た、ワーピング係数 $\lambda$ を適当に設定することにより群遅延特性を変化させることができ、 $\lambda > 0$ に設定することにより低域ほど遅延時間が大きい遅延素子を構成することができる。このオールパスフィルタを図3に示すFIRフィルタにおける1サンプルの遅延メモリ $11_1 \sim 11_{k-1}$ と置き換えれば、低域では周波数分解能が細かく、高域では周波数分解能が粗いフィルタを構成することができる。

【0020】ワープフィルタによる帯域分割フィルタ $204_1 \sim 204_k$ の一例を説明する。図6は256タップのワープフィルタ( $\lambda = 0.9$ )を用いた帯域分割フィルタ $204_1 \sim 204_k$ の周波数振幅応答を示し、図7は4096タップのFIRフィルタを用いた帯域分割フィルタ $204_{k+1} \sim 204_n$ の周波数振幅応答を示す。低域側のカットオフ周波数 $f_{kL}$ は100Hz、高域側のカットオフ周波数 $f_{kH}$ は200Hz、サンプリング周波数 $f_s$ は44.1kHzである。図6、図7より、通過帯域においては殆ど等しい周波数振幅応答を得ることができることがわかる。

【0021】また、図8は同じ256タップのワープフィルタを用いた帯域分割フィルタ $204_1 \sim 204_k$ の時間応答を示し、図9は同じ4096タップのFIRフィルタを用いた帯域分割フィルタ $204_{k+1} \sim 204_n$ の時間応答を示す。図8、図9に示すようにこの二つの時間応答は、ほぼ一致することから、ワープフィルタでは周波数振幅応答だけでなく位相特性も制御することができることがわかる。

【0022】次にワープフィルタによるスピーカ特性補正フィルタ $207_1 \sim 207_k$ の一例を説明する。図10はスピーカユニット $203_1 \sim 203_n$ の周波数振幅応答特性を示し、この特性を補正するために、同じ256タップのワープフィルタを用いたスピーカ特性補正フィルタ $207_1 \sim 207_k$ 、同じ4096タップのFIRフィルタを用いたスピーカ特性補正フィルタ $207_{k+1} \sim 207_n$ の各周波数振幅応答特性をそれぞれ図11、図12に示す。また、それぞれのフィルタにより補正された周波数振幅応答特性をそれぞれ図13、図14に示す。図より、高域における補正はFIRフィルタの方が優れているが、低域における補正では、ワープフィルタを用いても補正精度はFIRフィルタと殆ど同じであることがわかる。したがって、ワープフィルタを用いることにより、FIRフィルタよりタップ数が少ないタップ数で低域における帯域分割フィルタ $204_1 \sim 204_k$ 及びスピーカ特性補正フィルタ $207_1 \sim 207_k$ を実現することができる。

【0023】次に、この実施形態及び従来例におけるフィルタの演算コストと使用メモリ量の比較結果を図15に示す。1タップ当たりの演算インストラクション数は、ワープフィルタがFIRフィルタの4倍になるが、低域においてはインストラクション数の増加以上のタッ

プ長を削減することができるので、総合的なインストラクション数を減少することができる。また、タップ長を削減することができるので、メモリも節約することができる。

【0024】ここで、低域から高域に向かってどの帯域までをワープフィルタにより構成すべきかを、オクターブバンド幅で帯域分割する場合を例にして説明する。 $f_s = 48\text{kHz}$ として24kHzまでを10バンドに分割し、最も低域(バンド=1)の処理を8192タップのFIRフィルタで実現する場合、この帯域における周波数分解能は約5.9Hzとなる。バンド=1における上限周波数 $f_{1H}$ とこの帯域における周波数分解能 $f_{1R}$ の比は $f_{1H}/f_{1R} = \text{約}46.9/\text{約}5.9 = 8$ である。聴覚の感度が対数的であるという性質を考慮して、この比率=8を保つという条件で、各帯域の処理において必要とされるFIRフィルタのタップ数を図16に示す。図16に示すようにFIRフィルタの必要タップ数は、高域になるにしたがって短くて済む。

【0025】一方、ワープフィルタの場合には、各帯域に応じてワーピング係数 $\lambda$ を選択するので、どの帯域でも必要とされるタップ数は、ほぼ一定である。前述したように4096タップのFIRフィルタを256タップのワープフィルタで代替えることができ、実現には1 $f_s$ 当たり1024インストラクションを必要とするので、FIRフィルタを使用するかワープフィルタを使用するか(図1に示す $k$ 、 $k+1$ )を決定する臨界周波数は375Hzとなる。したがって、この周波数の近傍をFIRフィルタを使用するかワープフィルタを使用するかの判断基準とすればよい。

【0026】なお、ワープフィルタを用いてスピーカの特性を補正する点については、前述したMatti Karjalainenらによる"Comparison of Loudspeaker Equalization Methods Based on DSP Techniques"に詳述され、ここではスピーカの特性を全特性を一括して補償する方式が述べられている。これに対し、本発明では、ワープフィルタが低域において少ない演算量でも高分解能である性質に注目し、ワープフィルタを用いる対象を低域に限定している点が大きく異なる。

【0027】次に図17を参照して第2の実施形態について説明する。図17は基本的に第1の実施形態(図1)と同じであるが、複数のスピーカユニット $203_1 \sim 203_n$ の内、特性補正が必要な帯域=1 $\sim m$ のみにスピーカ特性補正フィルタ $207_1 \sim 207_k$ が設けられている。すなわち、帯域分割までを第1の実施形態と同様に処理した後、特性補正が必要なスピーカユニット $203_1 \sim 203_n$ が属する帯域=1 $\sim m$ のみを特性補正し、他の帯域= $m+1 \sim n$ の信号はそのまま通過させて次段の遅延補正回路 $208_1 \sim 208_n$ に印加される。この第2の実施形態によれば、特性補正が必要なスピーカユニット $203_1 \sim 203_n$ が属する帯域=1 $\sim m$ のみに

スピーカ特性補正フィルタ $207_1 \sim 207_n$ を設けるので、さらに演算負荷を軽減することができる。

【0028】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、少ない演算量でも高分解能であるワープフィルタにより低域を帯域分割、スピーカ特性補正するようにしたので、低域を処理する回路のメモリ容量と演算回数を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る音声処理装置の第1の実施形態を示すブロック図である。

【図2】図1のワープフィルタの構成を示すブロック図である。

【図3】図1のFIRフィルタの構成を示すブロック図である。

【図4】図2の遅延素子としてオールパスフィルタの構成を示すブロック図である。

【図5】図4のオールパスフィルタの群遅延特性を示すグラフである。

【図6】図1の低域側帯域分割フィルタを構成するワープフィルタの周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図7】図1の低域側帯域分割フィルタをFIRフィルタで構成した場合の周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図8】図1の低域側帯域分割フィルタを構成するワープフィルタの時間応答を示すグラフである。

【図9】図1の低域側帯域分割フィルタをFIRフィルタで構成した場合の時間応答を示すグラフである。

【図10】スピーカユニットの周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図11】スピーカ特性補正フィルタをワープフィルタ

で構成した場合の周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図12】スピーカ特性補正フィルタをFIRフィルタで構成した場合の周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図13】スピーカ特性補正フィルタをワープフィルタで構成した場合の補正された周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図14】スピーカ特性補正フィルタをFIRフィルタで構成した場合の補正された周波数振幅応答特性を示すグラフである。

【図15】実施形態及び従来例におけるフィルタの演算コストと使用メモリ量の比較結果を示す説明図である。

【図16】各帯域において必要とされるFIRフィルタのタップ数を示す説明図である。

【図17】第2の実施形態の音声処理装置を示すブロック図である。

【図18】従来の音声処理装置を示すブロック図である。

【図19】他の従来の音声処理装置を示すブロック図である。

【符号の説明】

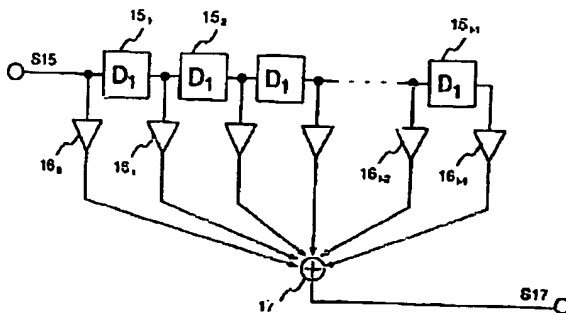
$204_1 \sim 204_k$  帯域分割フィルタ（ワープフィルタ）

$204_{k+1} \sim 204_n$  帯域分割フィルタ（FIRフィルタ）

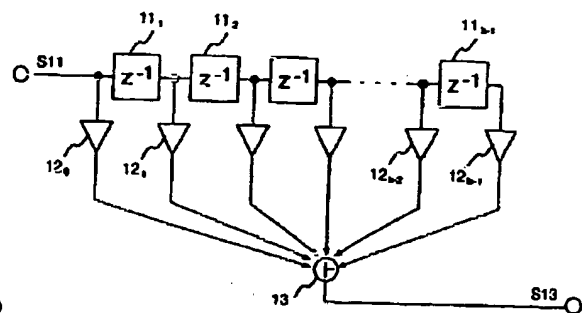
$207_1 \sim 207_k$  スピーカ特性補正フィルタ（ワープフィルタ）

$207_{k+1} \sim 207_n$  スピーカ特性補正フィルタ（FIRフィルタ）

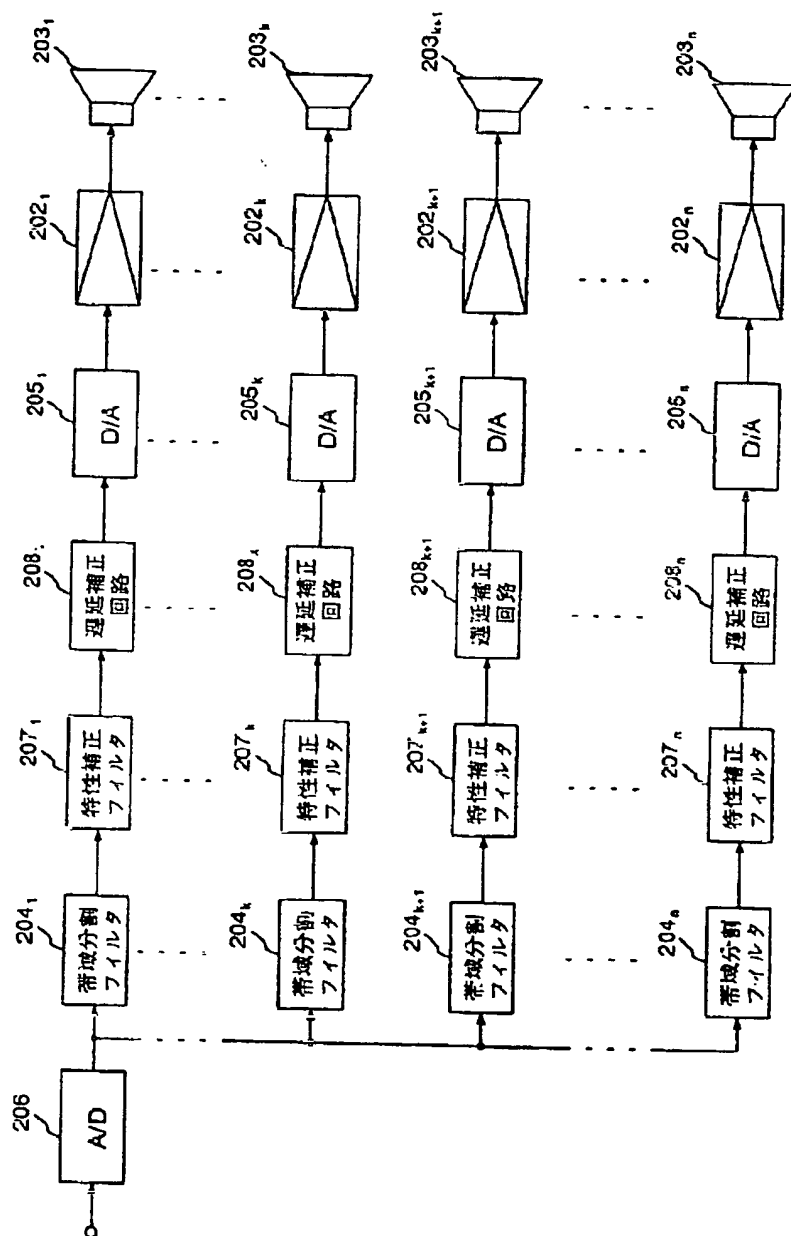
【図2】



【図3】

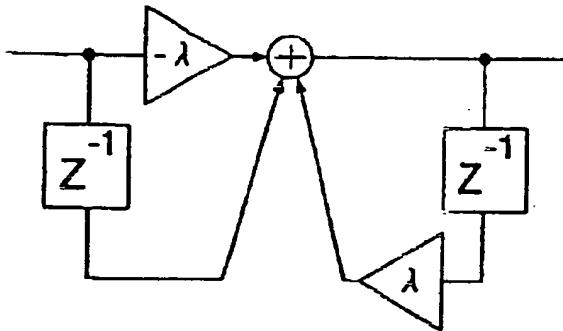


【図1】

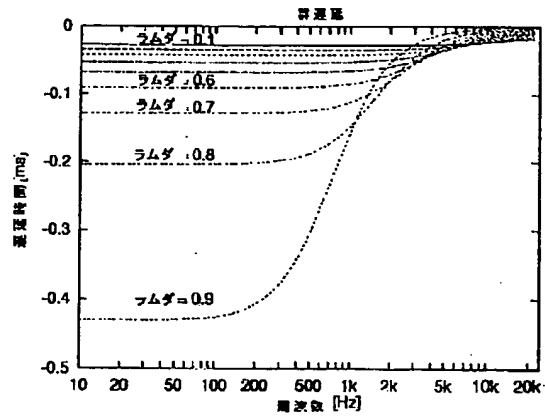


204<sub>1</sub> ~ 204<sub>k</sub> 帯域分割ワープフィルタ 207<sub>1</sub> ~ 207<sub>k</sub> スピーカ特性補正ワープフィルタ  
 204<sub>k+1</sub> ~ 204<sub>n</sub> 帯域分割FIRフィルタ 207<sub>k+1</sub> ~ 207<sub>n</sub> スピーカ特性補正FIRフィルタ

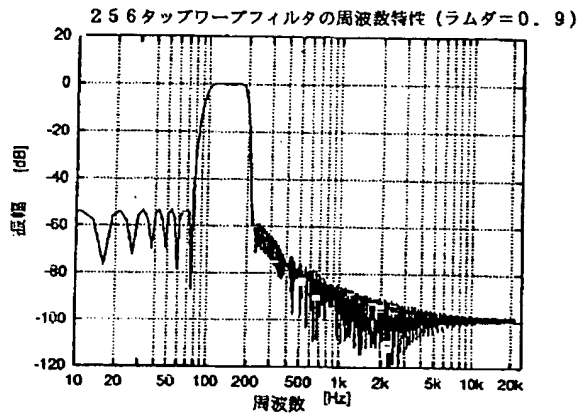
【図4】



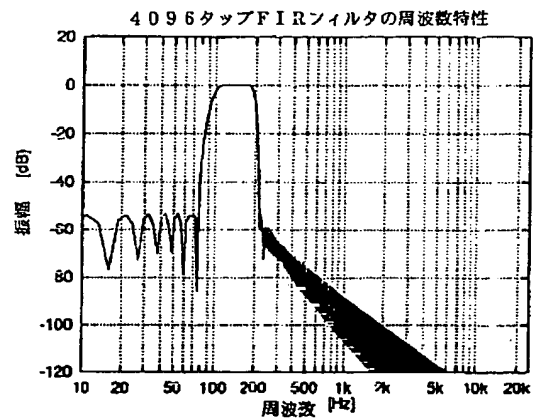
【図5】



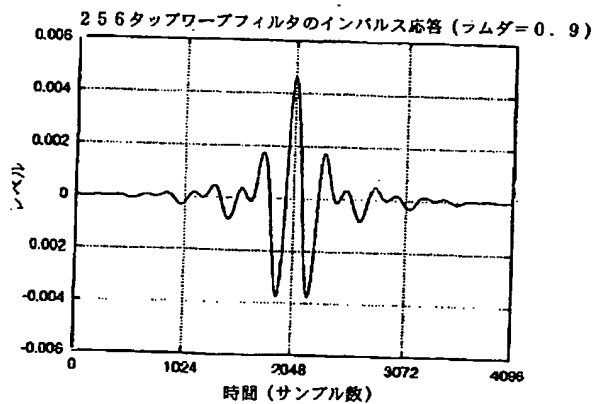
【図6】



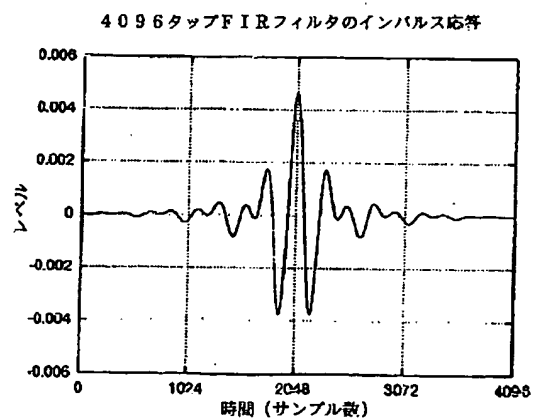
【図7】



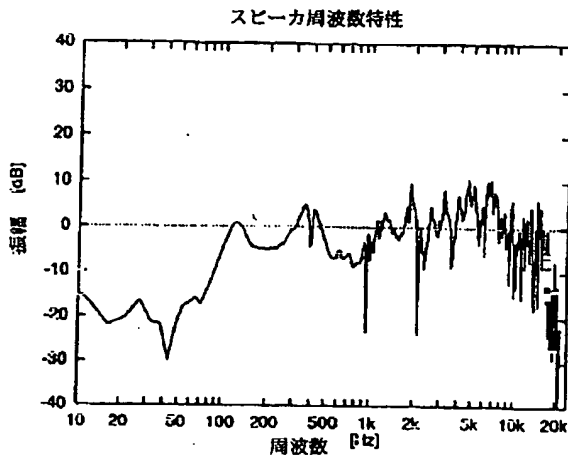
【図8】



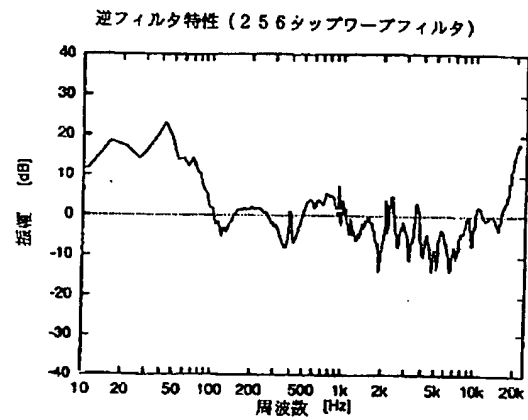
【図9】



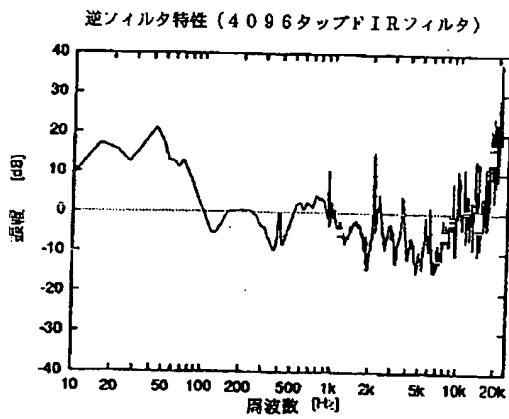
【図10】



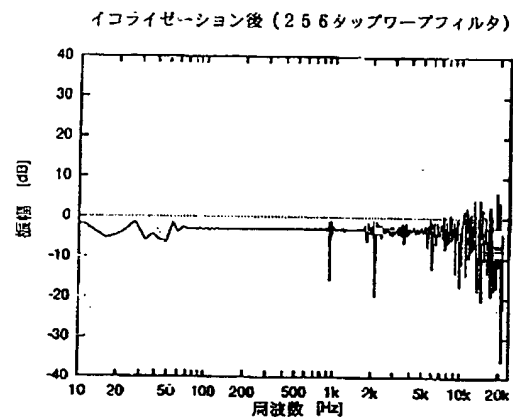
【図11】



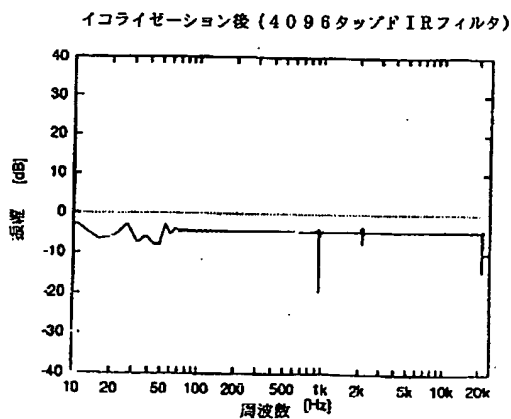
【図12】



【図13】



【図14】



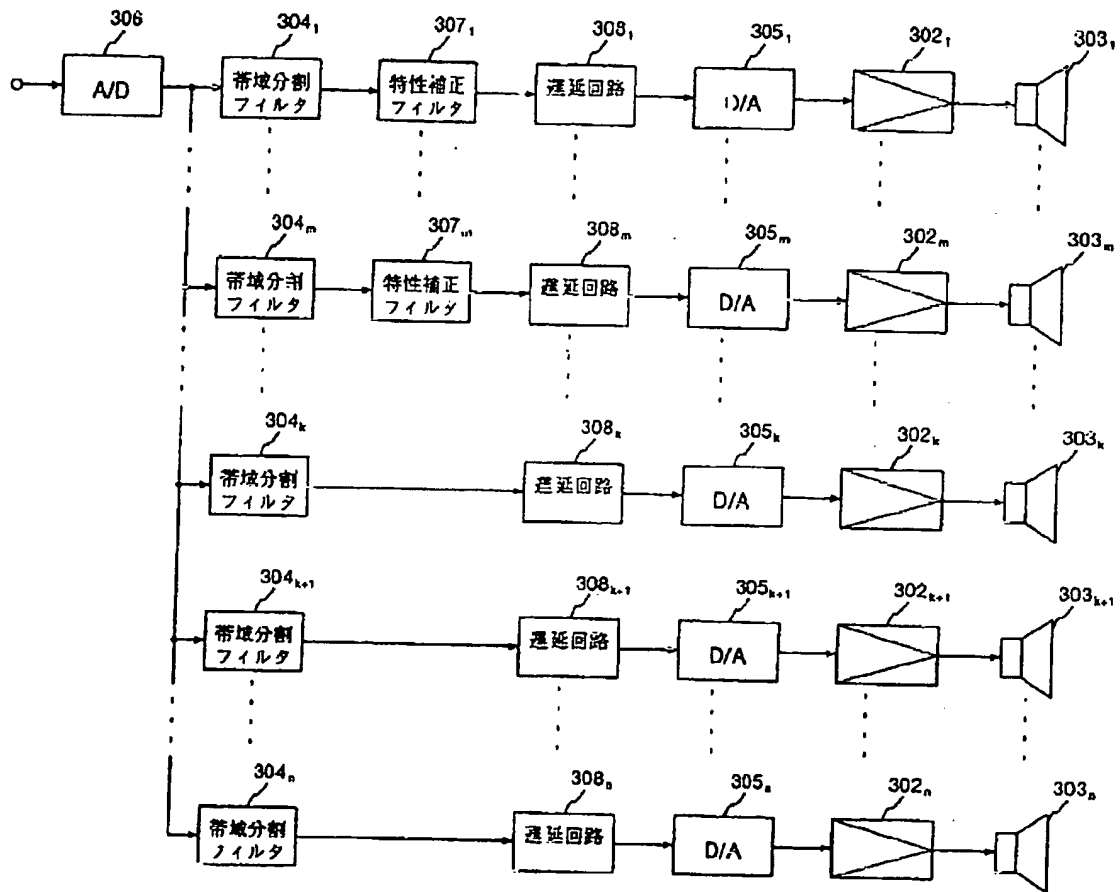
【図15】

	ワープフィルタ	FIR フィルタ
タップ長	256	4096
インストラクション数 (/fs)	1024	4096
必要となる遅延メモリ	256	4096
必要となる係数メモリ	256	4096

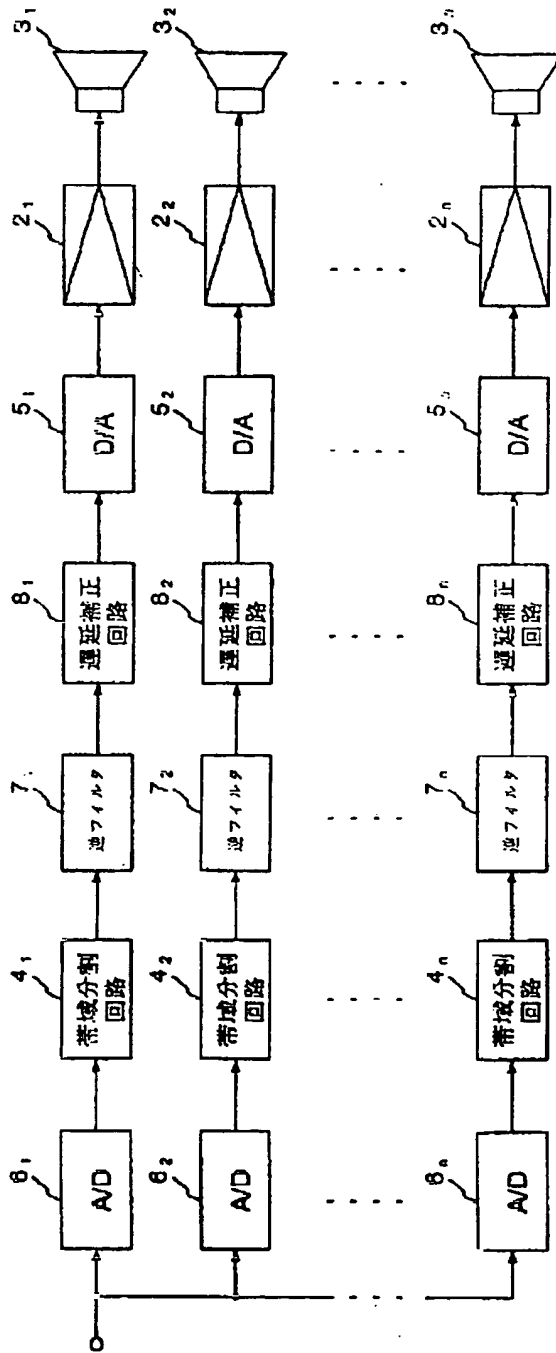
【図16】

バンド No.(k)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
上限周波数 $f_{kH}$ (Hz)	46.9	93.8	187.5	375	750	1.5k	3k	6k	12k	24k
FIR フィルタタップ数	8192	4096	2048	1024	512	256	128	64	32	16
分解能 $f_{kR}$ (Hz)	5.9	11.7	23.4	46.9	93.75	187.5	375	750	1.5k	3k
$f_{kH}/f_{kR}$	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8

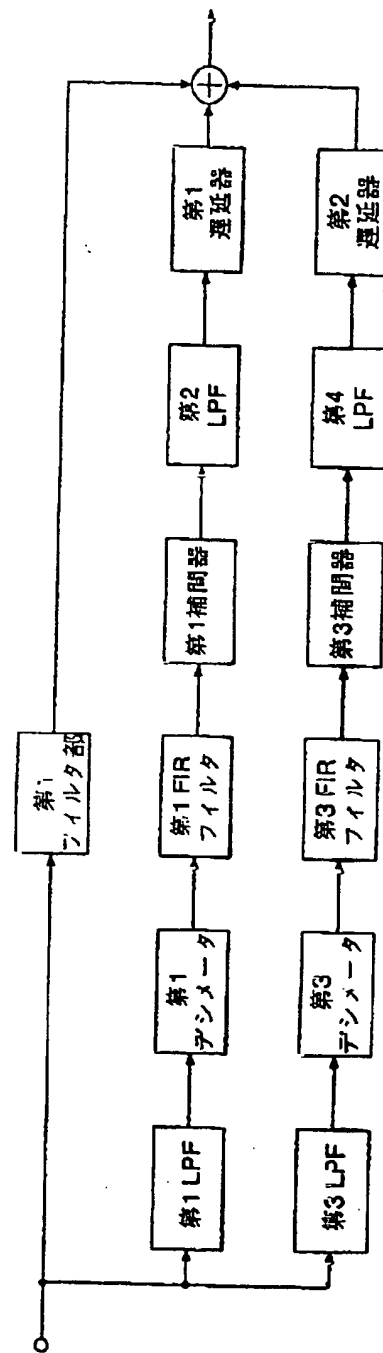
【図17】

304<sub>1</sub> ~ 304<sub>k</sub> 帯域分割ワープフィルタ304<sub>k+1</sub> ~ 304<sub>n</sub> 帯域分割FIRフィルタ307<sub>1</sub> ~ 307<sub>m</sub> スピーカ特性補正ワープフィルタ

【図18】



【図19】



This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record

## BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images  
problems checked, please do not report the  
problems to the IFW Image Problem Mailbox**